

明 細 書

音響効果装置、その方法及びプログラム記録媒体

技術分野

この発明は楽音信号などのオーディオ信号の低音域を強調して音響効果を与える装置、その方法及びそのプログラム記録媒体に関する。

背景技術

音楽を耳で聴くことに加えて音楽を身体で感じて楽しむことを望む人がいる。音楽を身体で感じるためには、低音を大音量に強調するとよい。従来において低音を強調するためには、イコライザでオーディオ信号の低音域を強調（ブースト）し、その強調されたオーディオ信号を大容量の出力増幅器で増幅し、その増幅出力信号で巨大なウーハ（woofer, 低音域専用スピーカ）を駆動していた。しかしこの場合は低音の強調を余程大きくしないとその効果が得られない。なお小容量の出力増幅器や小形のスピーカで同様な効果を得ようとしても音が歪んでしまう。

所で、人間の聴感には、低音成分の倍音が多く含まれた響音を聞くと、低音が強調されたように感じる性質がある。この性質を利用して、入力オーディオ信号の低音成分を非直線回路へ供給して、入力オーディオ信号の低音成分の倍音を生成し、これを入力オーディオ信号に加えることにより見掛上低音を強調することが提案されている。

例えば日本国特許出願公開、特開平5-328481号公報には、第1図に示す技術が提案されている。即ち入力端子11L及び11Rからのステレオの左チャンネル信号及び右チャンネル信号が、遮断周波数100Hzの低域通過フィルタ12L及び12Rにそれぞれ通されて、100Hz以下の低音成分がそれぞれ取出され、これら低音成分が全波整流回路13で全波整流され、その全波整流回路13の出力信号は通過帯域が100～200Hzの帯域通過フィルタ14に通され、つまり全波整流回路13で生成された低音成分の2倍音信号

が帯域通過フィルタ 14 により取出され、この 2 倍音信号が入力端子 11 L 及び 11 R の左チャンネル信号及び右チャンネル信号にそれぞれ加算されて出力端子 15 L 及び 15 R に出力される。

この第 1 図に示す従来技術は、低域通過フィルタ 12 L, 12 R で低域成分を取出しているが、これら低域通過フィルタ 12 L, 12 R の遮断周波数は 100 Hz であり、その時定数が大であり、帯域通過フィルタ 14 の出力信号は入力端子 11 L, 11 R よりの入力信号に対し、可成り遅れて合成される。つまり入力オーディオ信号中の、ボーカル、テナーサクソなどの中音域楽器及び、バイオリン、フルートなどの高音域楽器からの信号とベースやバスドラムなどの低音楽器よりの信号とが時間的にずれて、これら楽器の同時演奏に対し違和感が生じる。

また日本国特許出願公開、特開平 1-186008 号公報には第 2 図に示す技術が提案されている。入力端子 11 からの入力オーディオ信号は遮断周波数が 100 Hz 程度の低域通過フィルタ 12 へ供給され、低域通過フィルタ 12 からの低音成分は電力増幅器 16 で増幅されて非線形回路 17 へ入力される。非線形回路 17 としては 2 個のダイオードが逆並列接続され、これらダイオードにより入力信号振幅の正側及び負側がクリップされ、入力信号波形が歪まされ、入力信号の高調波成分、倍音信号が生成される。これら生成された倍音信号が入力端子 11 よりの入力オーディオ信号と加算器 18 で加算されて出力端子 15 に出力される。

この従来技術においても、遮断周波数が 100 Hz 程度の低域通過フィルタを用いているため、第 1 図に示した技術と同様に低域成分と、高域成分との間に時間差が生じる問題がある。しかも例えばベース音の基本周波数 110 Hz の成分と、バスドラムの基本周波数 100 Hz の成分とが同時に入力されると、非線形回路 17 でこれら両入力信号の周波数の和と差の成分、つまり 10 Hz の成分と、210 Hz の成分とが生じ、不必要な低音が強調されることになり、生成された音は非音楽的で汚い音となる。

更に日本国特許出願公開、特開平 6-295178 号公報には第 3 図に示す

技術が提案されている。これは電子楽器の音源装置に用いられるものであり、よって入力端子 1 1 から入力される楽音波形データは一般に、例えば 1 つの弦の振動音のように基音周波数の正弦波データと、その倍音周波数の正弦波データであり、複数種類の楽器からの楽音波形データではないが、この楽音波形データは差分回路 2 1 内の遮断回路 2 1 a で 1 クロック周期（楽音波形データのサンプル周期）遅延され、その遅延されたデータが、遅延されないデータから減算器 2 1 b で減算され、その減算結果が差分データとして出力され、その差分データは非線形変換テーブル 2 2 へ入力され、その差分データは非線形変換テーブル 2 2 により非線形変換され、この変換されたデータは和分回路 2 3 内で、乗算器 2 3 a の乗算出力データと、加算器 2 3 b で加算され、その加算結果が低音が付加された楽音データとして出力端子 1 5 から出力されると共にこの出力楽音データは遅延回路 2 3 c で 1 クロック周期遅延され、乗算器 2 3 a に入力される。乗算器 2 3 a ではその入力データに対し、発散防止係数 a が乗算される。

このようにして差分回路 2 1 で高域成分を強調し、非線形変換テーブル 2 2 の非線形変換により高域成分に基づく倍音楽音を発生させ、和分回路 2 3 で低域成分を強調し、高域成分に基づく倍音等の歪の方が低域成分に基づく倍音等の歪より強され、かつ低域成分も強調されるようにしている。なお差分回路 2 1 は入力波形データに対して高域通過フィルタと同様な特性を示し、和分回路 2 3 は入力される波形データと同様な低域成分が現れること、また高域成分による倍音等の歪を含んだ楽音波形信号が得られることも説明されている。

この従来技術において非線形変換テーブル 2 2 による非線形関数の入出力特性が前記公報の図 5 に 6 種類も示されているが、これらの特性は、例えば第 4 図に示すように入力の基準点、つまり図中の入力軸と出力軸の交点 P_0 に対し点対称特性である。従って、この非線形変換テーブル 2 2 の非線形変換により発生する倍音は、偶数次高調波（倍音）よりも奇数次高調波（倍音）を多く含み、このように奇数次倍音を多く含む楽音はぼんやりしたうつろな音色となる欠点がある。また、差分回路 2 1 で入力楽音データの高域成分を強調して非

線形変換テーブル 22 へ供給しており、つまり入力楽音データの高域成分の全てが強調されて非線形変換テーブル 22 へ供給されるため、入力データが、CD（コンパクトディスク）プレイヤーの出力信号や電子楽器の演奏出力信号のような場合は、ベースやバスドラムのような低音楽器の楽音データ、のみならず、サックス、ボーカルなどの中音楽器の楽音データ、バイオリン、フルートなどの中高音楽器の楽音データなど各種の楽器音データが含まれ、つまり 400 Hz 以上の成分の楽音データが多く含まれており、低音楽音データの強調に不必要な中、高音楽音データも強調されて非線形変換テーブル 22 で非線形変換を受け、不必要に歪んだ高音データが生じ、相対的に低音の強調が低下するばかりか、特に、これら中、高音楽音データの複数種類が同時に非線形変換テーブルに入力されると、混変調が生じ、これら複数の中、高音楽音データの周波数差、和の成分が発生し、つまり楽音信号にない成分が生じ、聴感上の異音が生じる欠点がある。

この発明の目的はベースやバスドラムなどの低音楽器の基音の倍音を生成して低音を強調し、しかも低音成分と中、高音成分との同時性を保持し、かつ明るいまりはりのある音を得ることができる音響効果装置及びその方法を提供することにある。

この発明の他の目的は、ベースやバスドラムなどの低音楽器の基音の倍音を生成して低音を強調し、しかも低音成分と中、高音成分との同時性を保持し、かつ楽音信号にない成分を生じることなく、聴感上の異音を感じさせない音響効果装置及びその方法を提供することにある。

なおこの明細書で低音楽器とは基音が 200 Hz 以下のものを総称し、ベースでも 300 Hz の基音を出すことも可能であるが、そのように高い基音を出した場合のベースは低音楽器に含めない。

発明の開示

この発明の形態によれば入力オーディオ信号からベースやバスドラムなどの低音楽器の 2 倍音以上の成分がフィルタ手段により取出され、その取出され

た 2 倍音以上の成分に、その振幅の中心に対し非対称な非線形歪が歪付加手段により施される。

この発明の他の形態によれば、入力オーディオ信号からベースやバスドラムなどの低音楽器の 2 倍音帯域成分がフィルタ手段により取出され、その取出された 2 倍音帯域成分に非線形歪が歪付加手段により施される。

前記何れの形態におけるフィルタ手段もそれぞれ低音楽器の基音成分もレベルを低下させて取出されることが好ましい。

前記何れの形態における歪付加手段の出力信号も低域通過フィルタ手段により、高音成分を除去することが好ましい。

図面の簡単な説明

第 1 図は従来の低音強調回路の一例を示すブロック図である。

第 2 図は従来の低音強調回路の他の例を示すブロック図である。

第 3 図は従来の電子楽器の音源装置の楽音処理部を示すブロック図である。

第 4 図は第 3 図中の非線形変換テーブル 22 の変換特性の例を示す図である。

第 5 図はこの発明の実施例を示すブロック図である。

第 6 図は第 5 図中の歪付加手段 34 の入出力特性の例を示す図である。

第 7 図は第 5 図に示した装置をアナログの回路で構成した例を示す図である。

第 8 図は第 7 図中のフィルタ手段 31 の振幅周波数特性を示す図である。

第 9 図は第 5 図中の歪付加手段 34 の具体例を示す図である。

第 10 図は第 9 図中のトランジスタ 44 のコレクタ電流特性を示す図である。

第 11 図は第 9 図に示した歪付加回路の入出力特性を示す図である。

第 12 図は第 7 図中の低域通過フィルタ 37 の振幅周波数特性を示す図である。

第 13 図はフィルタ手段 31 を帯域通過フィルタで構成した例を示す図で

ある。

第 1 4 図は第 1 3 図に示した帯域通過フィルタの振幅周波数特性の例を示す図である。

第 1 5 図は高域通過フィルタ 3 2 の遮断特性の肩の部分をもち上げた特性例を示す図である。

第 1 6 図はフィルタ手段 3 1 として所望の低音の 2 倍音成分を取出す狭帯域通過フィルタの特性例を示す図である。

第 1 7 図はこの発明を CPU 又は DSP によりプログラムを実行することにより実施する場合の構成例を示すブロック図である。

第 1 8 図はこの発明の方法の手順の例を示す流れ図である。

発明を実施するための最良の形態

第 5 図にこの発明の実施例を示す。入力端子 1 1 には CD (コンパクトディスク) プレイヤの出力信号 (デジタル出力信号の場合もある)、電子楽器の演奏出力信号、電気楽器の演奏出力信号、演奏会場の演奏音楽を受音するマイクロホンの出力信号、電子配信された音楽データを復号したデジタル信号などのオーディオ信号が入力される。

入力端子 1 1 よりの入力オーディオ信号はフィルタ手段 3 1 によりベースやバスドラムなどの低音楽器の 2 倍音信号以上が取出される。この場合はフィルタ手段 3 1 は高域通過フィルタ (HPF) 3 2 のみにて構成される。この高域通過フィルタ 3 2 の遮断周波数 F_{ch} は、低音を強調しようとする楽器の種類により異なるが、50～300 Hz の範囲内にあり、一般的にどのような低音楽器にも適するには 200 Hz 程度がよい。またこの高域通過フィルタ 3 2 の遮断特性は、低音楽器の基音の成分もレベルが低下されるが、完全に遮断されることなく、高域通過フィルタ 3 2 から出力されるようにされる。この遮断特性は例えば 12 dB/OCT 程度が好ましい。つまり強調したい低音の基音が 100 Hz、高域通過フィルタ 3 2 の遮断周波数を 200 Hz とすると高域通過フィルタ 3 2 の出力信号には 100 Hz の基音成分が 4 分の 1 にレベル低

下されて現われる。

この実施例ではフィルタ手段31により入力オーディオ信号中の低音楽器の2倍音帯域成分を取出すようにした場合であり、高域通過フィルタ32と直列に低域通過フィルタ(LPF)33が接続される。高域通過フィルタ32の遮断周波数 F_{ch} と低域通過フィルタ33の遮断周波数 F_{cl} ($F_{cl} > F_{ch}$) との間の帯域は低音楽器の2倍音帯域とほぼ一致するように各遮断周波数 F_{ch} , F_{cl} が選定される。遮断周波数 F_{cl} は低音を強調しようとする楽器の種類により異なり、200～450Hzの範囲から選択されるが、 F_{cl} を450Hz以上にするとフィルタ手段31により取出した成分に対して非線形歪を施した場合に、混変調による異音が発生したり、望ましくない比較的高い音が強調されるようになり、低音強調の効果がなくなる。いずれの低音楽器についても適する遮断周波数 F_{cl} は400Hz程度が好ましい。またこのような異音の発生の防止の点から、低域通過フィルタ33の遮断特性は急峻であることが望ましく、少なくとも -12 dB/OCT 、好ましくは -24 dB/OCT 、またはこれより急峻であるとよい。

フィルタ手段31として2倍音帯域成分を取出す場合は、低音楽器の何れに対して適するものとしては、低域側の遮断周波数 F_{ch} が200Hz程度、遮断特性が $+12\text{ dB/OCT}$ 程度、高域側の遮断周波数 F_{cl} が400Hz程度、遮断特性が -24 dB/OCT 又はこれより急峻な帯域通過特性が好ましい。

フィルタ手段31により取出された入力オーディオ信号中の低音楽器の2倍音帯域成分は歪付加手段34へ供給され、非線形歪が施される。歪付加手段34の入出力特性は非線形特性とされ、特に入力信号の振幅の中心に対し、非点対称な非線形特性が望ましい。例えば第6図に示すように、線形を示す直線35に対してSの字状でありかつそのSの字が入力軸の基準点 P_0 、図では入力軸と出力軸の交点(0, 0)に対して非点対称となるようなゆがめられた形状をした曲線36が望ましい。またこの非直線特性曲線36は、入力値と出力値が等しい線形特性線、つまり入力軸に対して45度の傾斜をし、基準点 P_0 を通る直線に対し、出力軸側に位置し、小さな入力に対しては、出力が大とな

り利得が1より大であり、入力が大きくなるに従って利得が小さくなり、出力が飽和に近づくようにするとよい。なお基準点 P_0 は入力値0、出力値0の点に限らず、バイアスが与えられている場合などを考慮すると入力信号の振幅の中心が基準点となる。

歪付加手段34で入力された2倍音帯域成分は歪が施されてその高調波（倍音）が生成される。この歪みが与えられた2倍音帯域成分は必要に応じて低域通過フィルタ（LPF）37に供給され、聴感を害するような不必要な高域成分が除去され、あるいは生成された高調波（倍音）成分に適当な周波数特性が与えられる。低域通過フィルタ37は例えば遮断周波数が200Hz程度、遮断特性が -12 dB/OCT とされる。

このようにして2倍音帯域成分の倍音を含んだ信号が低域通過フィルタ37から得られ、これが、入力端子11からの入力オーディオ信号と加算器18で加算されて出力端子15に出力される。

出力端子15より出力されるオーディオ信号は倍音を多く含んでおり見掛上低音が強調されたものとなる。つまり倍音のレベルが高い楽器のアタック時の楽音信号は、歪付加手段34のS字特性（第6図）の飽和領域に掛かり、大きく圧縮されてより多くの倍音を発生してビート感、インパクト感が強調される。アタック後にレベルが少し低下しても、これに対応する前記S字特性の中央領域の利得が大きいため、出力レベルはただちには低下しない。即ち、ベース、バスドラムの楽器としての表現力、特徴をよく示す入力楽音信号の倍音をアタック時においてより積極的に生成し、引き続いて原音のレベルが低下しても元来有している倍音のレベルをS字特性の中央領域の利得により上げてベース、バスドラムの音色変化を強調する上に、このS字特性の中央領域も非直線性であるため、S字特性の飽和領域程に顕著ではないにしても、新しい倍音をも生成する。従って、このS字特性の特徴は、ベース、バスドラムのアタック時のみに限られず、すべての楽音全体において、そこにマスキングされ埋もれていたベース、バスドラムの豊かな音楽表現部分、即ち、バスドラムの空気を動かす音圧感、ベースの微妙なアタック時の表現、僅かな低音の残響の如き

部分を抽出、強調すると共に、これにより、より誇張した新たな倍音を発生し、インパクト感、ダイナミック感を生み出している。また、このS字特性を第6図に示したように非点対称（正負非対称）にすることにより、奇数次倍音を減少し、偶数次倍音を増加して音楽的に濁りの少ない豊かな音を得ることができる。

更にフィルタ手段31により、2倍音帯域成分が取出され、従ってその帯域より高い高音楽器の楽音信号の複数種類が同時に歪付加手段34に入力されることがなく、つまりこれら高音楽器の楽音信号の倍音や混変調が生じるおそれなく、音楽にない汚ない異音が発生するおそれはない。また遮断周波数が100Hzのような大きな時定数の低域通過フィルタを用いないため、入力オーディオ信号中の高音域成分と歪が与えられた低、中音域成分との同時性が出力信号で得られる。

第5図に示した音響効果装置をアナログ回路で構成する具体例を第7図に示す。入力端子11からの入力オーディオ信号は直流遮断コンデンサ41を通じ、更にバッファ回路42を通じて高域通過フィルタ32へ供給される。高域通過フィルタ32は容量素子と、抵抗素子と演算増幅器とにより2次のアクティブフィルタとして構成された場合である。高域通過フィルタ32の出力信号が供給される低域通過フィルタ33は、抵抗素子と容量素子と演算増幅器とよりなる2次のアクティブフィルタ33aと33bの直列回路で構成され、つまり4次のフィルタとされ、遮断特性が急峻とされている。

この高域通過フィルタ32と低域通過フィルタ33との総合の振幅周波数特性は第8図に示すようになる。この図から高域通過フィルタ32の遮断周波数は約200Hz、遮断特性はほぼ12dB/OCTであり、低域通過フィルタ33の遮断周波数は約450Hz、遮断特性はほぼ-24dB/OCTである。つまり両フィルタ32及び33により、通過帯域が200Hz～450Hzで低域側の遮断は+12dB/OCTとゆるやかに行われ、高域側の遮断は-24dB/OCTと急峻に行われる帯域通過フィルタが構成されている。

低域通過フィルタ33の出力信号は直流遮断コンデンサ43を通じて歪付

加手段 3 4 へ供給される。歪付加手段 3 4 はトランジスタ 4 4 のコレクタ電流 I_c - コレクタエミッタ電圧 V_{ce} 特性の小さな V_{ce} 領域における非直線性を利用したものである。この歪付加手段 3 4 は例えば日本国特許公開平 8 - 7 6 7 5 3 号公報に示されている。これについては簡単に述べると、この歪付加回路は第 9 図に示すように、トランジスタ 4 4 と、演算増幅器 4 5 とによって構成され、この例ではトランジスタ 4 4 として NPN 型トランジスタを用い、トランジスタ 4 4 のコレクタが信号源 4 6 に接続され、トランジスタ 4 4 のエミッタが演算増幅器 4 5 の入力点 A に接続される。また、演算増幅器 4 5 の出力側にバッファ増幅器 4 7 が接続され、バッファ増幅器 4 7 の出力は直流阻止コンデンサ 4 8 を介して出力端子 4 9 に取出される。トランジスタ 4 4 のベースには電流調整用抵抗器 5 1 を通じて、電源 5 2 から正極のバイアス電圧 V_B を供給される。演算増幅器 4 5 の入力点 A は反転入力端子とされ、その反転入力端子に帰還抵抗器 5 3 を通じて出力側から帰還信号が負帰還される。

信号源 4 6 は直流電圧を含まない微少な振幅の信号を出力するものとする。演算増幅器 4 5 の入力点 A の電圧は負帰還動作により共通電位と同電位に維持される。この結果トランジスタ 4 4 のコレクタ - エミッタ間には信号源 4 6 から出力される信号の電圧だけが与えられる。この状態ではトランジスタ 4 4 は第 10 図に示すコレクタ電流 I_c - コレクタエミッタ電圧 V_{ce} 特性のゼロ点近傍の非直線領域 B で動作することになる。

この非直線領域 B において信号源 4 6 から出力される信号のレベルが微小値であることから、トランジスタ 4 4 はコレクタ電流特性のゼロ点を中心に信号源 4 6 から与えられる信号の振幅に従ってエミッタ電流（コレクタ電流とほぼ等しい）を入力点 A に供給することになる。

ここで電流調整用抵抗器 5 1 の抵抗値を調整し、トランジスタ 4 4 のベースに供給するベース電流 I_B を I_{B1} から I_{B5} ($I_{B1} > I_{B2} > I_{B3} > I_{B4} > I_{B5}$) まで変化させたとき、入力信号のレベル V_{IN} と出力端子 4 9 に出力される出力信号のレベル V_{OUT} が $V_{IN} = V_{OUT}$ となるように帰還抵抗器 5 3 の抵抗値 R_f を調整した場合、ベース電流 I_B が充分大きい I_{B1} の場合には第 11 図に示すようにほぼ直

線特性を呈するが、ベース電流 I_B を序々に小さくしていくと、正の領域において、コレクタ電流が定電流特性を示し始めるため、歪みが多くなる。

負の領域においては増幅率 H_{fe} が小さいため、コレクタ電流特性の負側の特性は変化が少ない。このように正側と負側で異なる特性を非直線特性として考えると、負の歪特性は比較的なめらかであるのに対し、正側の歪みはするどく多くの倍音を含む特性と言える。

正と負の歪み特性に差がある場合には、多くの偶数次倍音を発生させることができる。また、正負対称の歪みの場合は奇数次の倍音を発生させることができる。従ってベース電流 I_B を調整することにより、歪み具合を制御することができ、好みの音色の歪みに調整することができる。

第7図では低域通過フィルタ 37 が演算増幅器 55 と、抵抗素子と空量素子とにより構成され、その入力側に設けられている演算増幅器 55 の反転入力端子に、歪付加手段 34 のトランジスタ 44 のエミッタが接続され、演算増幅器 55 は第9図中の演算増幅器 45 を兼ねている。この低域通過フィルタ 37 の振幅周波数特性を第12図中に曲線 56 として示す。この図より低域通過フィルタ 37 の遮断周波数は約 200 Hz、遮断特性はほぼ -12 dB/OCT である。歪付加手段 34 で発生される高調波（倍音）成分の、低音強調に有効に作用する周波数成分は 200 Hz ~ 1 kHz であるから、この帯域は周波数特性において高域遮断減衰の開始付近であり、従って 200 Hz ~ 1 kHz の成分は周波数が高くなるに従ってレベルの低下が大とされ、これら成分中の高音域が強調され過ぎないようにされた場合である。つまり、この低域通過フィルタ 37 は低域成分と高域成分とのバランスをとっている。

低域通過フィルタ 37 の出力信号とバッファ回路 42 の出力信号とが演算増幅器 57 により構成された加算器 18 で加算され、その加算出力信号は直流遮断コンデンサ 58 を通じて出力端子 15 へ出力される。なお加算器 18 への入力信号は回路図上反転入力側に抵抗器を介して接続されているが非反転入力側であってもよい。また演算増幅器 57 に負帰還接続されたコンデンサは容量が 100 pF と小さなもので、雑音除去などのために用いられ、低域通過フ

フィルタとしてはほとんど作用していない。ちなみに低域通過フィルタ 3 7 と加算器 1 8 との総合振幅周波数特性は第 1 2 図中の曲線 5 9 となる。演算増幅器 5 7 は第 9 図中のバッファ増幅器 4 7 を兼ねている。第 7 図中の各抵抗素子の近くに付けた数字はその抵抗値を示し、各コンデンサの近くに付けた数字はその容量値を示す。

第 7 図に示した具体例によれば、フィルタ手段 3 1 により、例えば 1 0 0 H z の基音成分はレベルが $1/4$ に低下されて、その 2 0 0 H z、3 0 0 H z、4 0 0 H z の各倍音成分はレベルが低下されることなく、歪付加手段 3 4 へ入力され、レベルが比較的大きい 2 0 0 H z の倍音成分に対して歪が与えられることにより、その倍音である 4 0 0 H z、6 0 0 H z、8 0 0 H z の各成分が発生する。これら発生した倍音成分は全て、1 0 0 H z の基音成分の偶数次倍音であり、にごりのない豊かな音が得られる。特にフィルタ手段 3 1 により 4 0 0 H z 程度以上のオーディオ信号が遮断されるため高音楽器の楽音信号が入力端子 1 1 に入力されても、この高音楽音成分が歪付加手段 3 4 は入力されることがなく、従って、その混変調が発生することなく異音も発生しない。また歪付加手段 3 4 の非線形特性を第 6 図に示したように、入力振幅の中心に対し非点対称とすると、入力された 2 0 0 H z 倍音成分の偶数次倍音成分 (4 0 0 H z、8 0 0 H z、1 2 0 0 H z …) が多く発生し奇数次倍音成分が少ないため、入力 2 0 0 H z 倍音についてもにごりのない豊かな音になる。

入力された倍音成分中の 2 0 0 H z 成分と 3 0 0 H z 成分との差、和の周波数 1 0 0 H z、5 0 0 H z の各成分、3 0 0 H z の倍音成分と 4 0 0 H z の倍音成分の差、和の周波数 1 0 0 H z、7 0 0 H z の各成分など基音成分の奇数次倍音成分も歪付加手段 3 4 の非線形特性により生じるがこれらはその数が少なく、かつ、入力される倍音成分は、レベル低下されていない基音成分と比較してレベルが可成り小さいため、前記発生する奇数次倍音成分のレベルが小さく、出力オーディオ信号の音に対してそれ程影響を与えない。また異種の低音楽器の楽音信号が同時に入力されても、フィルタ手段 3 1 により倍音帯域成分が取出され、これが歪付加手段 3 4 に入力されるのであり、これら倍音帯域

成分は、基本成分と比較してレベルが可成り小さいため、異種楽器の倍音帯域成分間の差、和成分、つまり本来の楽器の音でない成分が発生するが、異種楽器の基本成分間差、和成分と比較して、出力オーディオ信号の音に与える影響はほとんどない。

またレベルが低下された基音成分（100Hz）も歪付加手段34に入力され、従来技術の問題をそれ程伴うことなく、その倍音が発生され、従来技術で目的としていた低音強調が得られる。

入力オーディオ信号に、ボーカルやテナーサックスなどの中低音楽器の楽音信号が含まれた場合、これらの中低音楽器信号も歪付加手段34へ入力されるが、これらの信号はレベルが小さいため、その倍音成分を多く発生することがなく、かえって、S字特性の中央領域の大きな利得により中低音楽器音成分が強調され、ボーカルやテナーサックスなどの楽音が音楽的に前に出る感じを抱かせる付加的効果もある。

高域通過フィルタ32中の抵抗素子61, 62の各抵抗値を R_1 , R_2 、コンデンサ63, 64の各容量値を C_1 , C_2 とすると、高域通過フィルタ32の遮断周波数は $F_{ch} = 1/(2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2})$ で求まる。従って、これら定数 R_1 , R_2 , C_1 , C_2 を選定して遮断周波数 F_{ch} を所望の値に変更することができる。同様に、低域通過フィルタ33における低域通過フィルタ33a中の抵抗素子65, 66の各抵抗値を R_3 , R_4 、コンデンサ67, 68の各容量値と C_3 , C_4 とすると遮断周波数は $1/(2\pi\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2})$ となる。よってこれら定数 R_3 , R_4 , C_3 , C_4 を選定し、また同様に、フィルタ33bの対応する素子の定数を選定して遮断周波数を所望の値に変更することができる。必要に応じてこれらフィルタ32, 33の抵抗素子の抵抗値を変更できるようにして、高域通過フィルタ32の遮断周波数や低域通過フィルタ33の遮断周波数を利用者が設定できるようにしてもよい。

低域通過フィルタ37の遮断周波数や遮断特性は利用者の好みによって調整できるようにしてもよく、歪付加手段34の非直線特性によっては、つまり高調波（倍音）の発生状態に応じて、その高域成分の抑圧特性や遮断周波数が

選定され、歪付加手段 3 4 で所望の高調波（倍音）が所望のレベルで発生するように非線形特性を選定すれば、低域通過フィルタ 3 7 は省略できる。このような歪付加手段 3 4 としては例えば所望の非直線特性を、入力値をアドレスとして出力値を記憶して記憶手段に書込み、この記憶手段を、入力されたオーディオ信号のレベルをアドレスとして読出すようにして作ることができる。

上述ではフィルタ手段 3 1 を高域通過フィルタ 3 2 と低域通過フィルタ 3 3 とにより構成したが、1つの帯域通過フィルタとして構成することもできる。その帯域通過フィルタの例を第 1 3 図に示す。つまり入力端子が抵抗器 7 1 - コンデンサ 7 2 の直列回路を通じて演算増幅器 7 3 の入力端子に接続され、抵抗器 7 1 とコンデンサ 7 2 の接続点と演算増幅器 7 3 の出力端子との間に抵抗器 7 4 が接続され、演算増幅器 7 3 の入力端子は抵抗器 7 5、コンデンサ 7 6 の並列回路を通じて接地される。この場合、振幅周波数特性は例えば第 1 4 図に示すように、低域側の遮断周波数は 2 0 0 H z、高域側の遮断周波数は 4 0 0 H z とされ、低域側の遮断特性は + 1 2 d B / O C T 高域側の遮断特性は - 1 2 d B / O C T とされる。これら両遮断周波数の好ましい値は高域通過フィルタ 3 2 の遮断周波数、低域通過フィルタ 3 3 の遮断周波数の各選定と同様に決定される。

高域通過フィルタ 3 2 の振幅周波数特性における遮断特性の肩の部分を上げて、その付近を強調するようにすることもできる。例えば第 1 5 図に示す振幅周波数特性において、遮断特性の肩の部分のピークが生じる周波数を f_0 とし、このピーク値から 3 d B 低下した帯域幅 ΔF を f_0 で割った値を Q とすると、第 1 5 図に示すように Q の値が大きくして肩の部分のピークを高く鋭くしたり、低くなだらかにしたり、ピークが生じないようにすることができる。第 1 5 図の横軸はピークが生じる周波数 f_0 を 1 とした規準化周波数軸である。第 7 図中に示した高域通過フィルタ 3 2 の場合は、 Q は次式により求まる。

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R1}{R2} \cdot \frac{C1}{C2}} + \sqrt{\frac{R1}{R2} \cdot \frac{C2}{C1}}}$$

従って、例えば $C1 = C2$ 、 $R1 = R2$ とすると $Q = 0.5$ となり、 $C1 = C2$ とし、 $R1$ より $R2$ を大とする程、 Q が大きくなる。つまり遮断特性の肩の部分をも望みに持ち上げることができる。このようにして取出す 2 倍音帯域成分中の最も低い周波数付近の成分を強調することにより、低音の強調効果を高めることができる。また Q を変更して音色を調整することができる。この点から抵抗値 $R1$ 又は $R2$ を利用者が調整できるようにしておくといよい。

低域通過フィルタ 33 の遮断特性の肩の部分に同様にピークをもたせて、遮断特性を急峻にすることができる。第 7 図に示した例では低域通過フィルタ 33a の Q は次式により求まる。

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R4}{R3} \cdot \frac{C4}{C3}} + \sqrt{\frac{R3}{R4} \cdot \frac{C4}{C3}}}$$

よって $R3 = R4$ とすると $C4$ より $C3$ を大きくする程 Q が大となり、遮断特性を急峻にすることができる。

歪付加手段 34 としては第 2 図中に示したシリコンダイオードを逆並列接続したクリッパ回路や、非線形の電圧対電流特性を示す発光ダイオードや、複数のダイオード又は他の半導体素子をスイッチ素子として使用して折れ線近似により非線形特性をもたした回路などを使用してもよい。またデジタル技術により歪付加を行うには先に述べたように、非線形特性を記憶手段に記憶し、これを読出すようにしたり、多項式やべき乗演算など非線形特性の関数を演算して歪を与えるようにすることもできる。なお第 5 図、第 7 図における高域通過フィルタ 32 と低域通過フィルタ 33 とはその接続順序を入れかえてもよ

い。

上述ではフィルタ手段 3 1 により、低音楽器の 2 倍音帯域成分を取出したが、低音を強調したい楽器、例えばベースの 2 倍音成分のみを主として取出すようにしてもよい。ベースの 2 倍音成分のみを主として取出す場合は、フィルタ手段 3 1 として第 1 3 図に示した帯域通過フィルタを用い、その低域側の遮断周波数と高域側の遮断周波数とが一致した狭帯域通過フィルタとすればよい。その場合の振幅周波数特性の例を第 1 6 図に示す。この図では通過周波数が 2 0 0 H z であり、2 0 0 H z の位置をピークとして低域側も高域側も 1 2 d B / O C T で減衰する特性である。

先にも述べたがフィルタ手段 3 1 としては高域通過フィルタ 3 2 のみで構成してもよい。ただしこの場合は、歪付加手段 3 4 としては入出力特性が、その入力信号振幅の中心に対して非点対称な非線形特性、例えば第 6 図に示した特性のものを用い、偶数次倍音成分を多く発生させ、めりはりのある明い音が得られるようにする。

低域通過フィルタ 3 7 は何れの場合も、用いなくてもよく、用いた場合の振幅周波数特性の選定は先に述べた場合と同様である。

上述では各部を主としてアナログ回路で構成したが、デジタル回路で構成してもよい。この場合、C D プレイヤのデジタル出力信号や、電子配信された音楽データを復号したデジタル信号のようにオーディオ信号がデジタル信号として入力される場合は、第 5 図の各部をデジタル回路で構成し、入力端子 1 1 にそのデジタルオーディオ信号を入力すればよい。またアナログのオーディオ信号が入力された場合は第 5 図に破線で示すように、入力端子 1 1 に入力されたオーディオ信号をアナログーデジタル変換器 8 1 でデジタル信号に変換してフィルタ手段 3 1 及び加算器 1 8 へ供給すればよい。また加算器 1 8 よりのデジタルの出力信号はデジタルーアナログ変換器 8 2 によりアナログ信号に変換されて出力端子 1 5 へ出力される。

また、この発明はソフトウェアによる処理により実現することもできる。即ち例えば第 1 7 図に示すように、バス 8 3 に C P U 又は D S P (デジタルシグ

ナルプロセッサ) 84、プログラムメモリ 85、非線形メモリ 86 が接続され、入力端子 11 よりオーディオ信号はアナログ信号の場合は A/D 変換器 81 によりデジタルデータに変換され、又は電子配信された音楽データを復号したデジタルデータは直接バス 83 を通じて CPU 84 に取込まれ、CPU 84 はプログラムメモリ 85 に記録されているプログラムを読み出し、解読実行する。このプログラムの解読実行により、例えば第 18 図に示す処理がなされる。つまりまず入力オーディオデータを取込み (S1)、その取込んだオーディオデータに対し、フィルタ処理を行い、低音楽器の 2 倍音帯域成分データを取り出す (S2)、この取出しは第 13 図、第 14 図に示したと同様な帯域通過フィルタ処理を入力オーディオデータに対し行うか、第 5 図に示したように高域通過フィルタ 32 と同様な高域通過フィルタ処理を入力オーディオデータに対し行い (S2-1)、更に低域通過フィルタ 33 と同様な第 1 低域通過フィルタ処理を行う (S2-2)。その高域通過フィルタ処理 (S2-1) と低域通過フィルタ処理 (S2-2) は何れを先に行ってもよい。

次にこのようにフィルタ処理されて取出された 2 倍音帯域成分データに対し、歪付加処理を行う (S-3)。例えば第 17 図中の非線形メモリ 86 には、例えば第 6 図に示した非線形入出力特性が記憶されており、取出された 2 倍音帯域成分データにより非線形メモリ 86 を読み出して、その 2 倍音帯域成分データに非線形歪を付加し、又は CPU 84 において 2 倍音帯域成分データを変数として非線形関数演算を行って、2 倍音帯域成分データに非線形歪を与える。その非線形歪が与えられた 2 倍音帯域成分データに対し、必要に応じて第 5 図中の低域通過フィルタ 37 と同様な第 2 低域通過フィルタ処理を行い (S4)、その処理したデータと入力オーディオデータとを加算して (S-5)、第 17 図中の D/A 変換器 82 へ供給する (S-6)。D/A 変換器 82 は入力されたデータをアナログ信号に変換して出力端子 15 に出力する。

例えばパーソナルコンピュータ内のメモリに、第 18 図に示した処理のプログラムをインストールしておき、また非線形入出力特性データを記憶しておき、電子配信により音楽データを受取り、その音楽データを復号し、その復号した

デジタルデータに対し、パーソナルコンピュータのCPUにより、前記ロードしたプログラムを実行させることもできる。つまり第17図中のCPU84、プログラムメモリ85、非線形メモリ86はパーソナルコンピュータ内のものであってもよい。

以上説明したように、この発明によれば、複数の低音楽器の基音成分による混変調にもとづく大きな低音の異音を感じるようなことがなく、また低音が基本の倍音により中、高音域が低音域より強調され過ぎるおそれがなく、更に低音成分と、高音成分との同時性が失われることがなく、また高音楽器の楽音の混変調による異音の発生が生じるおそれがない。

また歪付加手段により偶数次の倍音を発生させ、より張りのある明るい音が得られる。

請 求 の 範 囲

1. 入力端子より入力されたオーディオ信号から、ベースやバスドラムなどの低音楽器の2倍音帯域成分を取出すフィルタ手段と、

そのフィルタ手段により取出された2倍音帯域成分が入力され、その2倍音帯域成分に非線形歪を付加する歪付加手段とを具備する音響効果装置。

2. 上記フィルタ手段の低域側の遮断特性は上記低音楽器の基音成分が、レベル低下されるが出力される程度にゆるやかな遮断特性とされていることを特徴とする請求の範囲1項記載の音響効果装置。

3. 上記フィルタ手段の低域側の遮断特性は+12dB/OCT程度に選定されていることを特徴とする請求の範囲2項記載の音響効果装置。

4. 上記フィルタ手段の高域側の遮断特性は低域側の遮断特性より急峻であることを特徴とする請求の範囲1記載の音響効果装置。

5. 上記フィルタ手段の高域側の遮断特性は-24dB/OCT程度乃至これより急峻であることを特徴とする請求の範囲4項記載の音響効果装置。

6. 上記フィルタ手段の低域側の遮断周波数は50~300Hz中の何れかに設定され、高域側の遮断周波数は200~450Hz中の何れかに設定されていることを特徴とする請求の範囲1項記載の音響効果装置。

7. 上記フィルタ手段の低域側の遮断周波数はほぼ200Hzに設定され、高域側の遮断周波数はほぼ400Hzに設定されていることを特徴とする請求の範囲6記載の音響効果装置。

8. 上記フィルタ手段は低域側の遮断周波数を遮断周波数とする高域通過フィルタと、上記高域側の遮断周波数を遮断周波数とする低域通過フィルタとにより構成されていることを特徴とする請求の範囲1乃至7の何れかに記載の音響効果装置。

9. 上記高域通過フィルタはその振幅一周波数特性曲線の遮断周波数付近の肩の部分に小さい山が形成されていることを特徴とする請求の範囲8記載の

音響効果装置。

10. 上記フィルタ手段は帯域通過フィルタにより構成されていることを特徴とする請求の範囲 1 乃至 7 の何れかに記載の音響効果装置。

11. 上記フィルタ手段の遮断周波数を可変する手段を備えることを特徴とする請求の範囲 1 乃至 7 の何れかに記載の音響効果装置。

12. 上記歪付加手段は入出力特性が入力振幅の中心に対し、非点対称の非線形特性であることを特徴とする請求の範囲 1 記載の音響効果装置。

13. 上記非線形特性は、入出力特性が線形特性を示す直線に対し S 字状をなし、かつ、入出力の基準点に対し、非点対称な曲線で表わされる特性であることを特徴とする請求の範囲 1 2 項記載の音響効果装置。

14. 上記歪付加手段は、トランジスタのコレクタに上記フィルタ手段の出力が供給され、上記トランジスタのエミッタから出力信号が出力され、上記トランジスタのベース電流を設定する手段が設けられ、トランジスタのコレクタ電流－コレクタエミッタ間電圧特性のゼロ点付近の非直線特性が利用されるものであることを特徴とする請求の範囲 1 3 項記載の音響効果装置。

15. 入力端子より入力されたオーディオ信号から、低音楽器の所望の基音の 2 倍音成分を取出す狭帯域通過フィルタと、

その狭帯域通過フィルタより取出された 2 倍音成分が入力され、その 2 倍音成分に非線形歪を付加する歪付加手段と
を具備する音響効果装置。

16. 上記狭帯域通過フィルタの低域側の遮断特性は $+12\text{ dB/OCT}$ 程度に選定されていることを特徴とする請求の範囲 1 5 項記載の音響効果装置。

17. 上記歪付加手段は、入出力特性が線形特性を示す直線に対し、S 字状をなし、かつ入出力の基準点に対し、非点対称曲線で表わされる特性であることを特徴とする請求の範囲 1 5 項記載の音響効果装置。

18. 入力端子より入力されたオーディオ信号から低音楽器の 2 倍音以上の成分を取出す高域通過フィルタと、

その高域通過フィルタにより出された 2 倍音以上の成分が入力され、その 2

倍音以上の成分に非線形歪を付加する歪付加手段とを備え、

上記歪付加手段は入出力特性が入力振幅の中心に対し、非点対称の非線形特性であることを特徴とする音響効果装置。

19. 上記非線形特性は、入出力特性が線形特性を示す直線に対し、S字状をなし、かつ入出力の基準点に対し、非点対称な曲線で表わされる特性であることを特徴とする請求の範囲18項記載の音響効果装置。

20. 上記高域通過フィルタの遮断特性はほぼ $+12\text{ dB/OCT}$ であり、遮断周波数は約 200 Hz であることを特徴とする請求の範囲18項記載の音響効果装置。

21. 上記高域通過フィルタはその振幅一周波数特性曲線の遮断周波数付近の肩の部分に小さい山が形成されていることを特徴とする請求の範囲18項記載の音響効果装置。

22. 上記歪付加手段の出力信号と、上記入力端子よりの入力オーディオ信号とを加算して出力端子に出力する加算器を備えることを特徴とする請求の範囲1乃至7、12乃至21の何れかに記載の音響効果装置。

23. 上記歪付加手段の出力信号が供給され、ほぼ 200 Hz 以上の成分をなだらかに減衰させて、上記加算器へ供給する低域通過フィルタを備えることを特徴とする請求の範囲22項記載の音響効果装置。

24. 入力端子よりの入力オーディオ信号から、ベースやバスドラムなどの低音楽器の2倍音帯域成分をフィルタ手段により取出すステップと、

上記取出された2倍音帯域成分に対し歪付加手段により非線形歪を付加するステップと

を有することを特徴とする音響効果方法。

25. 上記非線形歪が付加された2倍音帯域成分と上記入力オーディオ信号を加算して出力するステップを有することを特徴とする請求の範囲24項記載の音響効果方法。

26. 上記フィルタ手段は低域側の遮断周波数がほぼ 200 Hz であり、遮断特性がほぼ $+12\text{ dB/OCT}$ であり、高域側の遮断周波数がほぼ 400 Hz

であり、遮断特性がほぼ -24 dB/OCT より急峻であることを特徴とする請求の範囲24又は25項記載の音響効果方法。

27. 上記歪付加手段は入出力特性が、入力振幅の中心に対し非点対称の非線形特性であることを特徴とする請求の範囲26項記載の音響効果方法。

28. オーディオデータを取込む処理と、

上記取込んだオーディオデータから、ベースやバスドラムなどの低音楽器の2倍音帯域成分データを取出すフィルタ処理と、

上記取出された2倍音帯域成分データに対して非線形歪を付加する歪付加処理と、

を音響効果装置のコンピュータに実行させるプログラムを記録した記録媒体。

29. 上記フィルタ処理は低域側において遮断周波数が $50\sim 300\text{ Hz}$ 中の何れかにおいて $+12\text{ dB/OCT}$ の遮断特性となり、高域側において遮断周波数が $200\sim 450\text{ Hz}$ 中の何れかにおいて -24 dB/OCT 又はそれ以上に急峻な遮断特性となるような処理であることを特徴とする請求の範囲28項記載の記録媒体。

30. 上記フィルタ処理は低域側において遮断周波数がほぼ 200 Hz であり、高域側において遮断周波数がほぼ 400 Hz であることを特徴とする請求の範囲29項記載の記録媒体。

31. 上記フィルタ処理は低域側の遮断周波数及び遮断特性をもつ高域通過フィルタ処理と、高域側の遮断周波数及び遮断特性をもつ低域通過フィルタ処理とよりなることを特徴とする請求の範囲28乃至30の何れかに記載の記録媒体。

32. 上記歪付加処理は、入出力特性が、入力振幅の中心に対し非点対称の非線形特性となる処理であることを特徴とする請求の範囲28項記載の記録媒体。

33. 上記歪付加処理は、非線形の入出力特性が記録されたテーブルを、上記取出された2倍音帯域成分データで参照して出力データを出力する処理であることを特徴とする請求の範囲28乃至29、32項の何れかに記載の記録媒

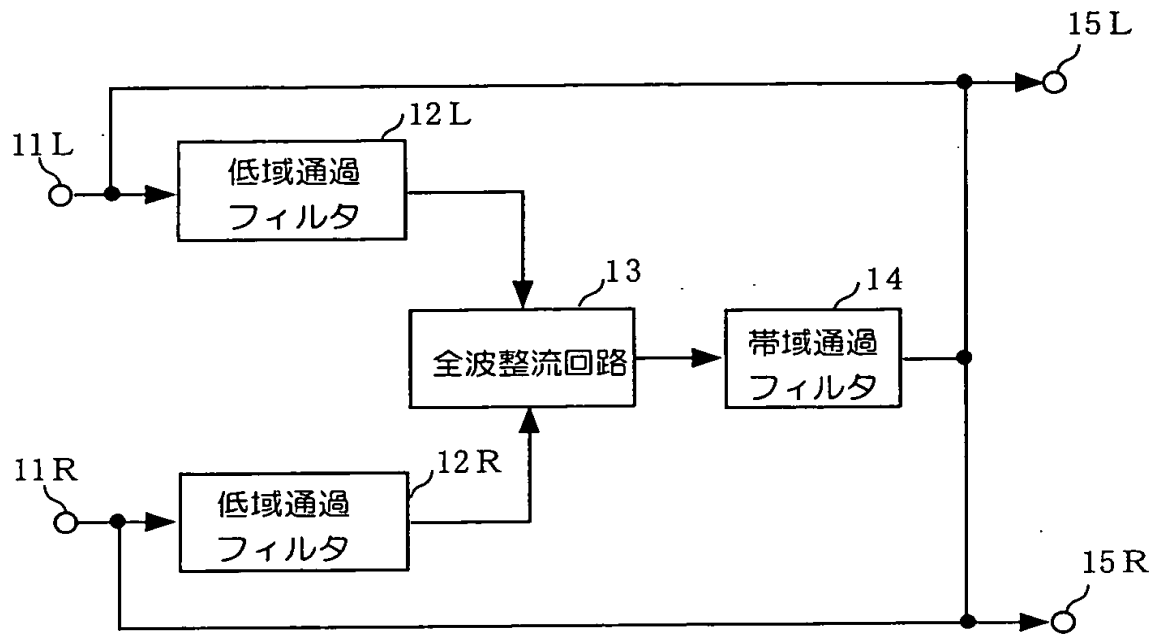
体。

34. 上記歪付加処理は、非線形関数を、上記取出され 2 倍音帯域成分データを変数として演算して出力データを出力する処理であることを特徴とする請求の範囲 28 乃至 29、32 項の何れかに記載の記録媒体。

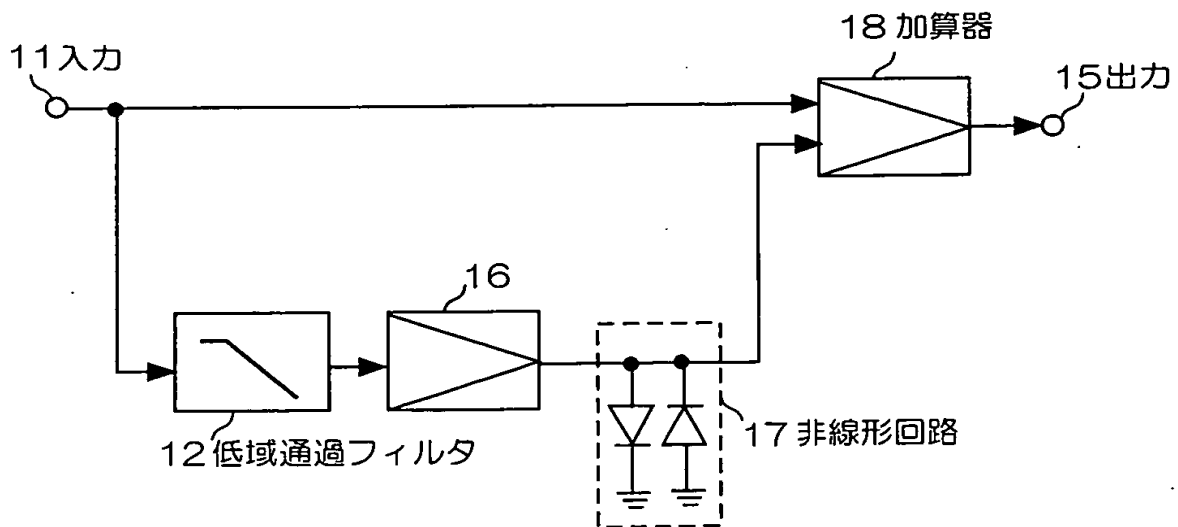
35. 上記非線形歪が付加された 2 倍音帯域成分データに対し、高域成分データになる程、徐々にレベルを低下させる低域通過フィルタ処理を上記コンピュータに実行させプログラムを上記プログラムに含ませたことを特徴とする請求の範囲 28、29、32 項の何れかに記載の記録媒体。

要 約 書

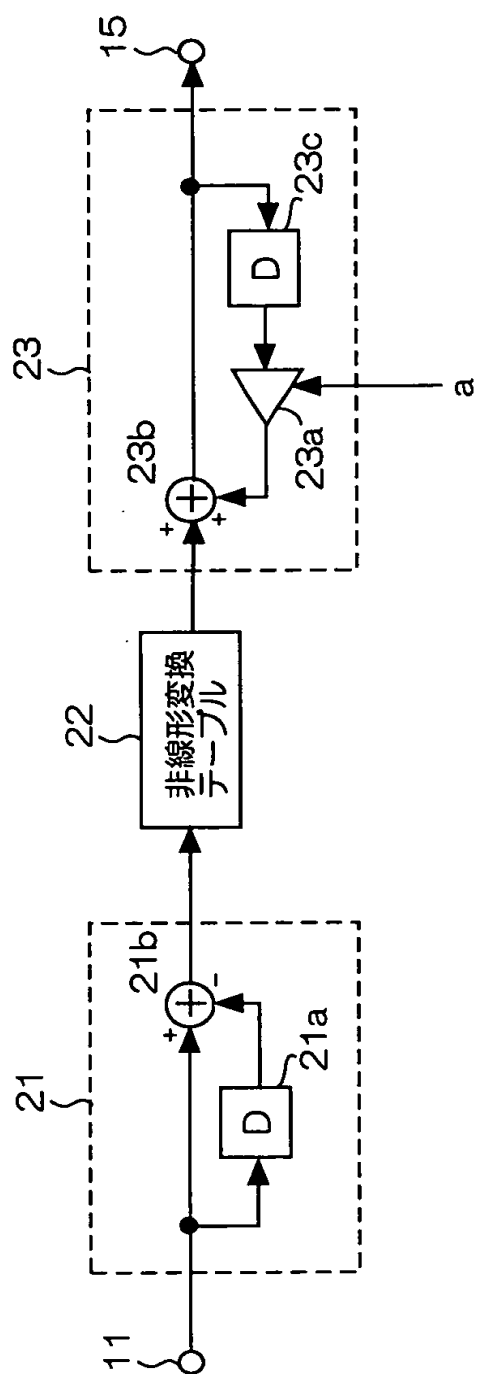
入力オーディオ信号から、ベースやバスドラムなどの低音楽器の2倍音帯域200～400Hzの成分を、遮断周波数が200Hz、遮断特性が+12dB/OCTの高域通過フィルタ32と、遮断周波数が400Hz、遮断特性が-24dB/OCTより急峻な低域通過フィルタ33とより取出し、その取出された成分を、入出力特性が0点に対し、非点対称の非線形特性の歪付加手段34へ入力して、歪を付加して偶数次倍音成分を発生させ、その歪付加手段34の出力と入力オーディオ信号とを加算器18で加算して出力する。低音が強調されたにこりのない自然な音を得られる。



第1図



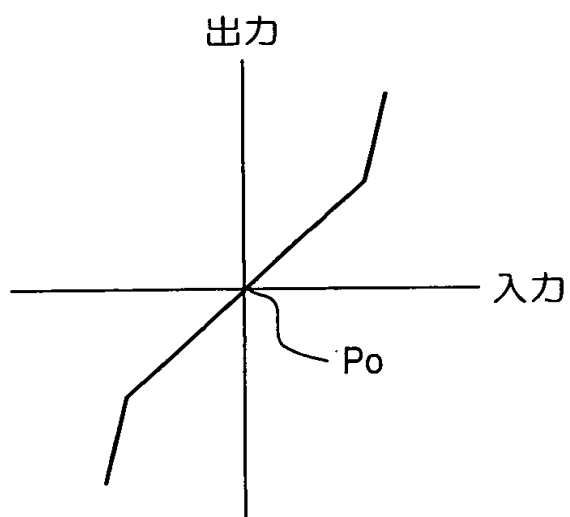
第2図



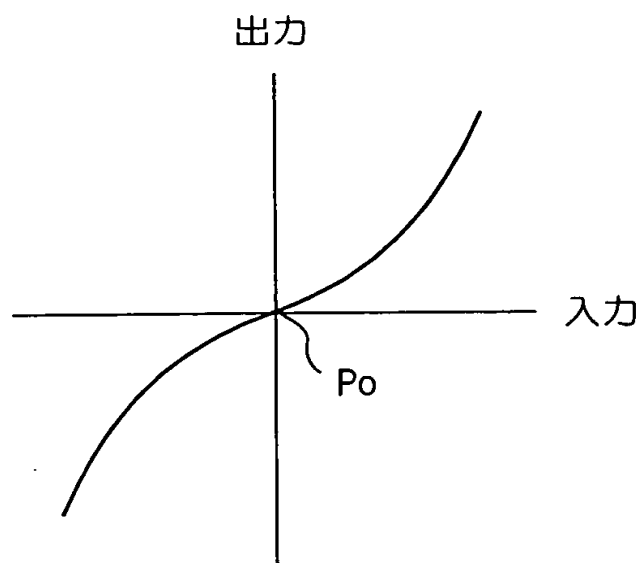
第3図

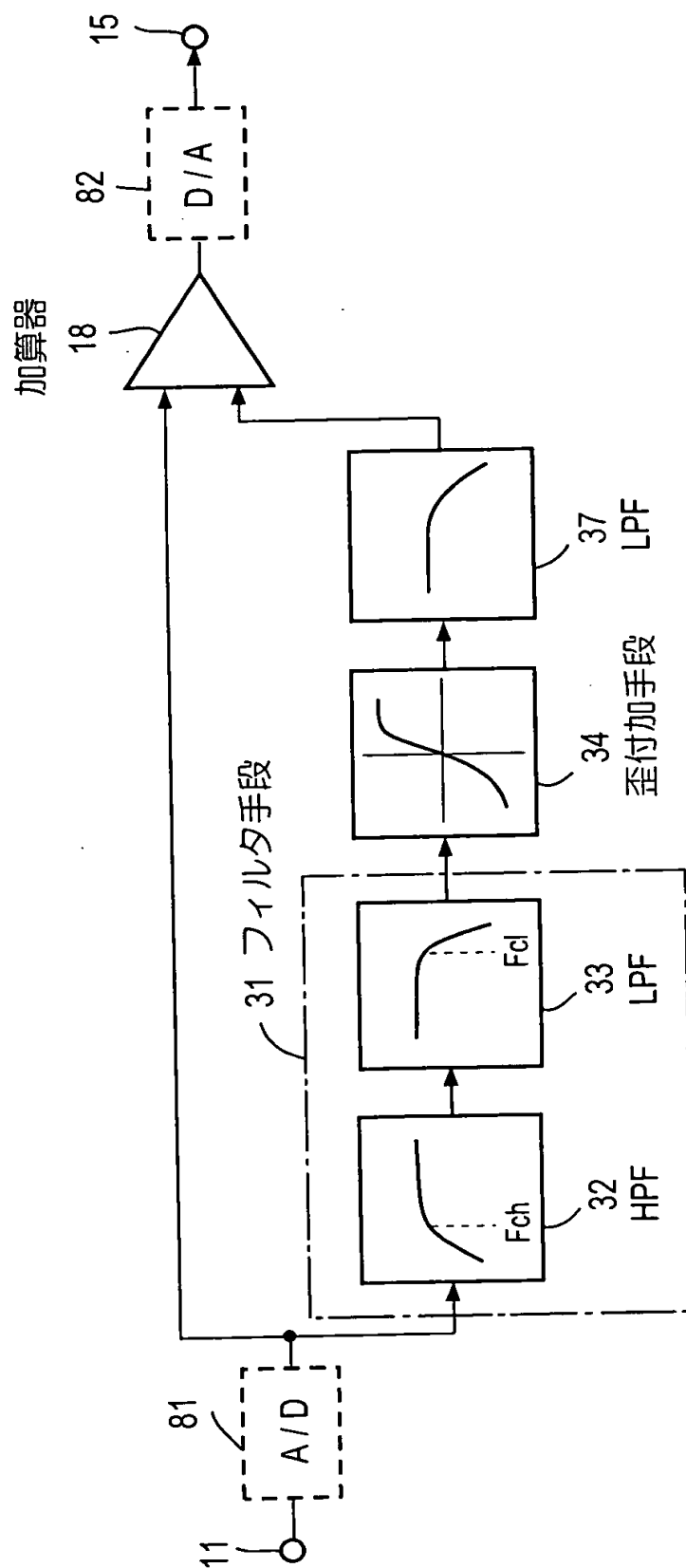
第4図

A

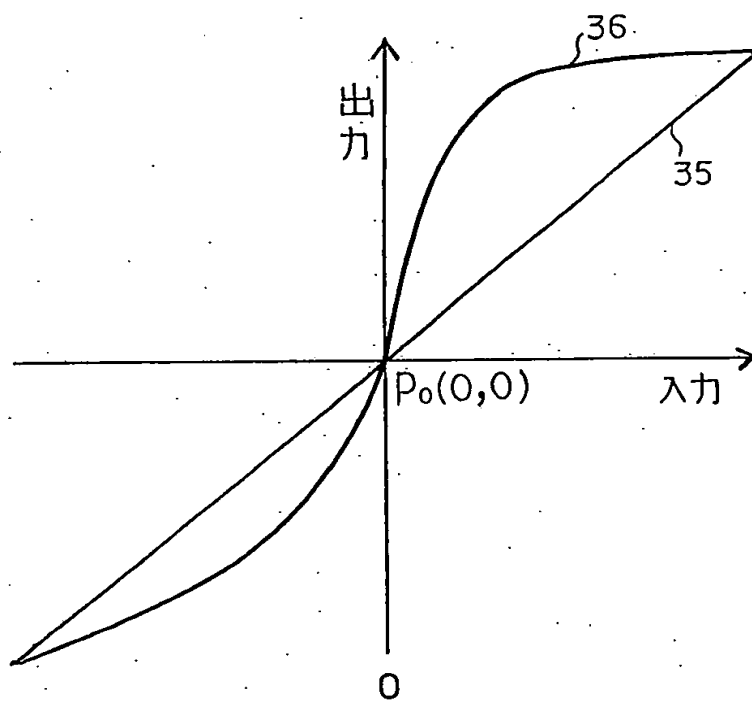


B





第5図



第6図

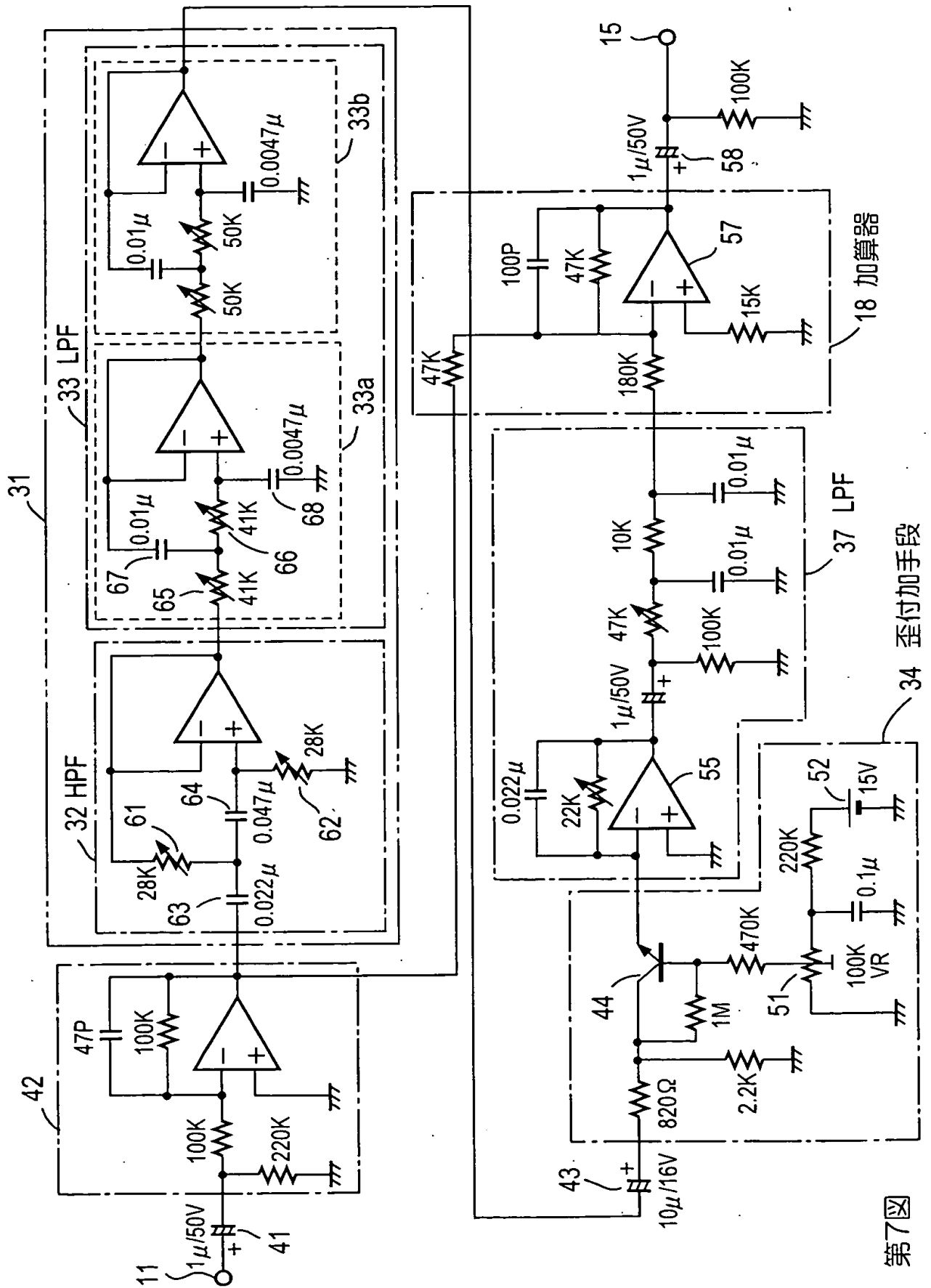
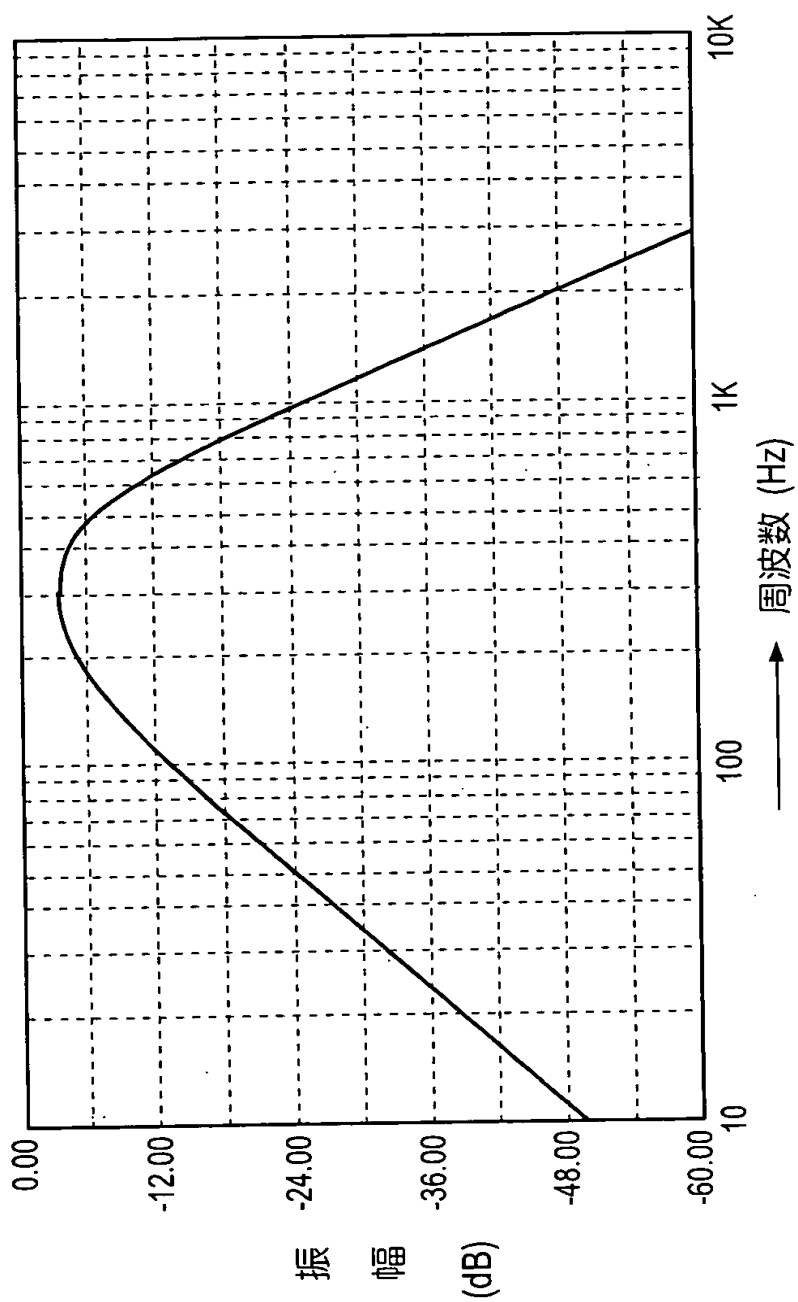
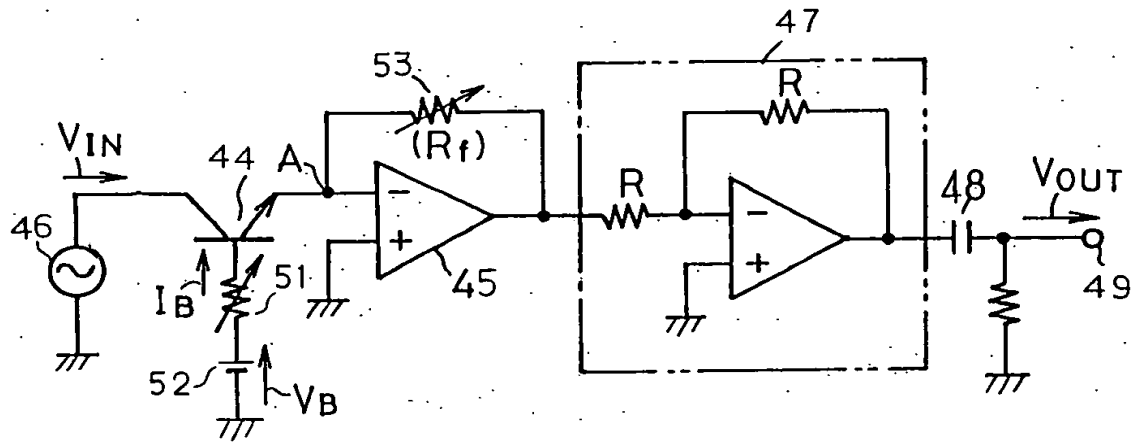


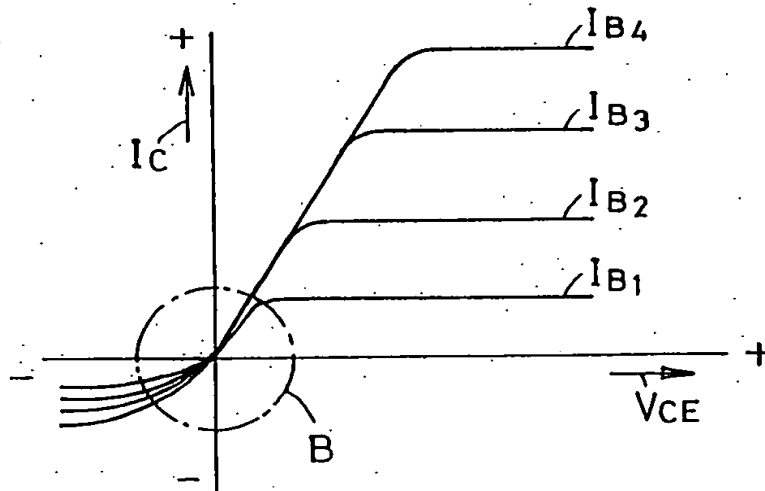
圖 1



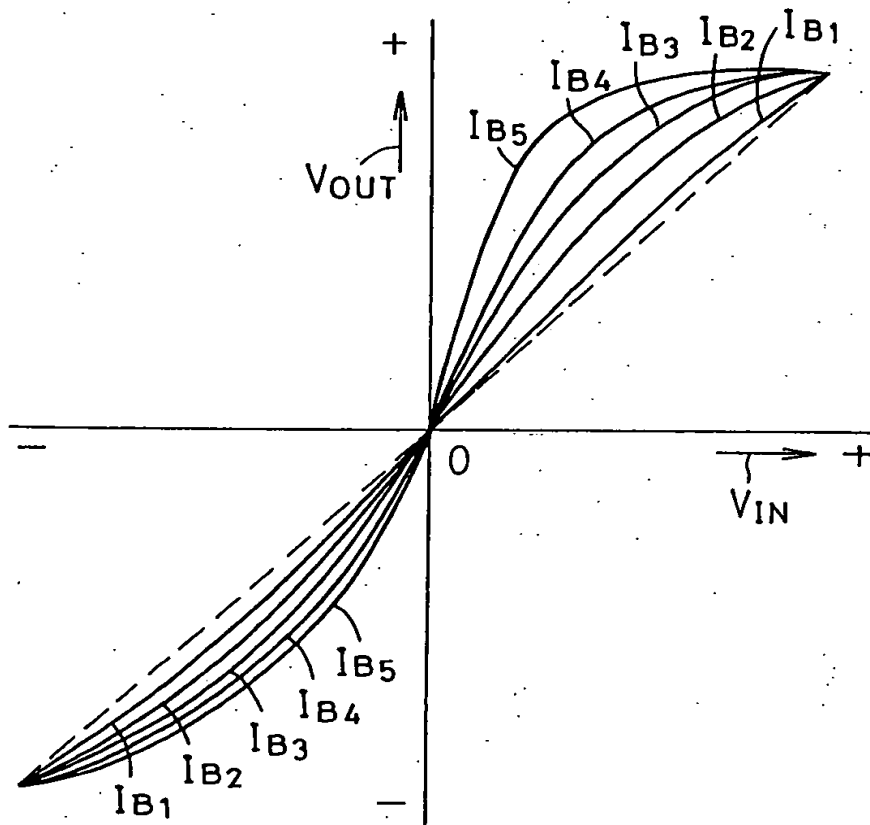
第8図



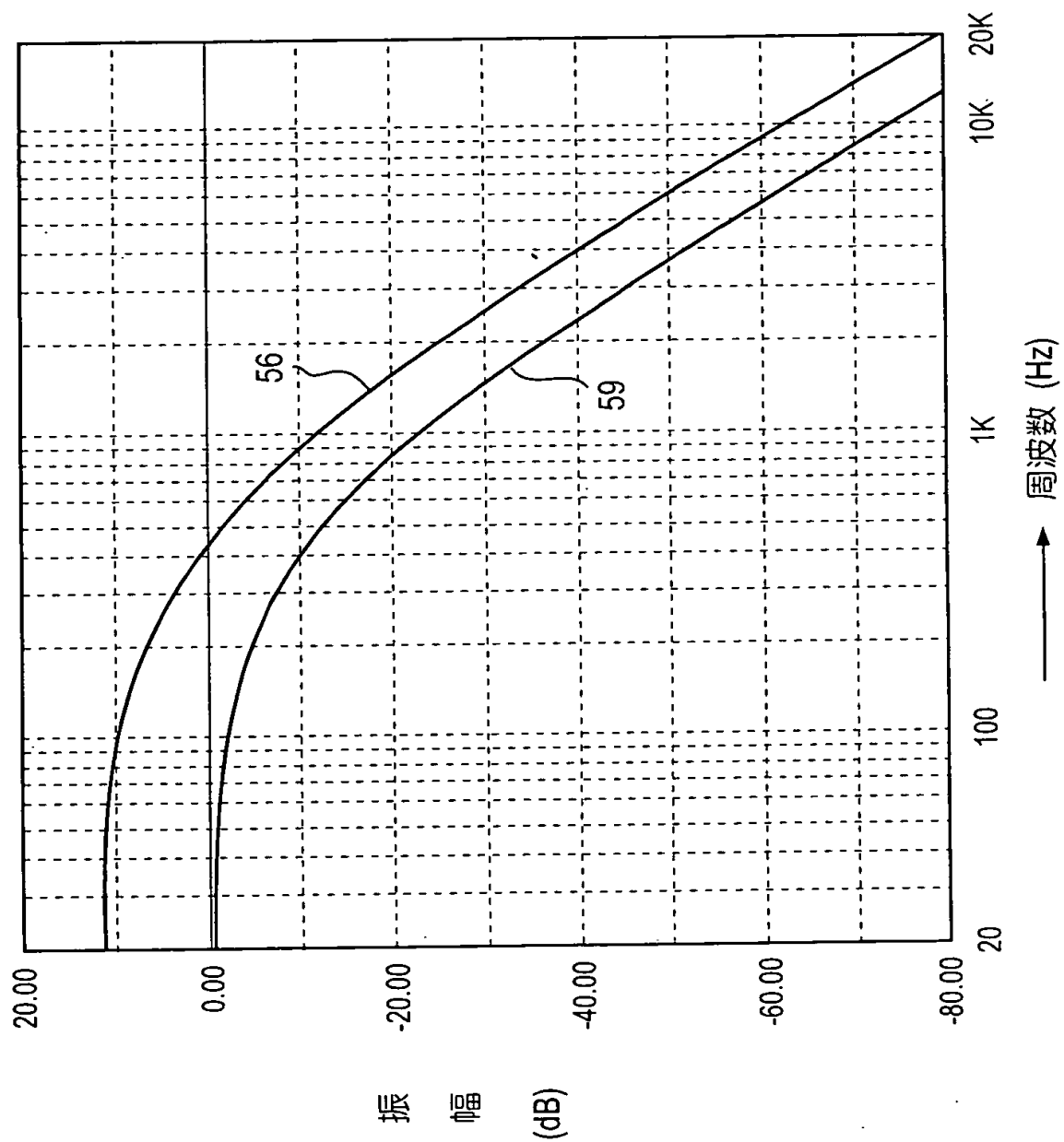
第9図

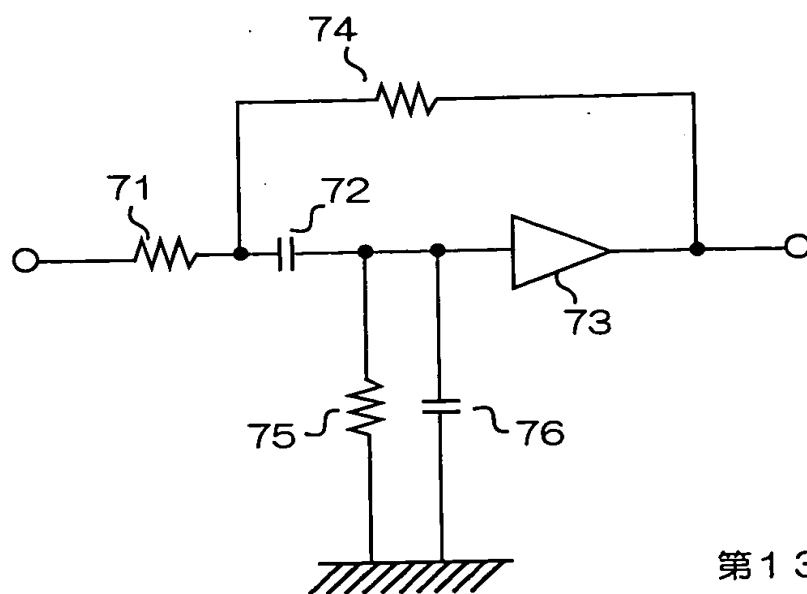


第10図

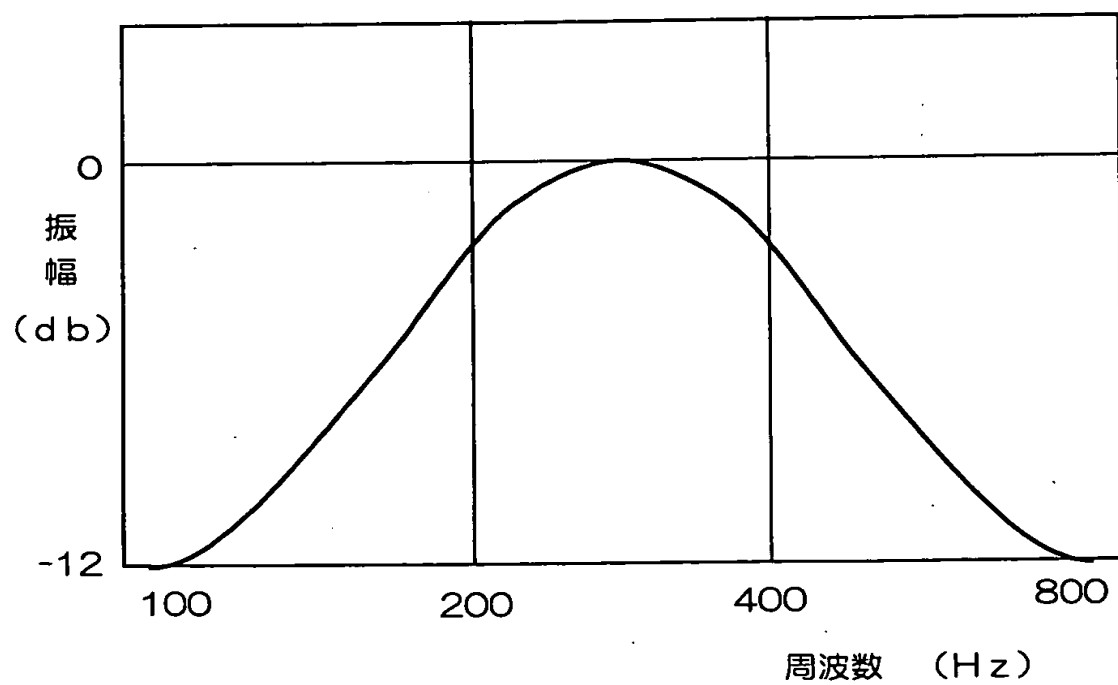


第11図



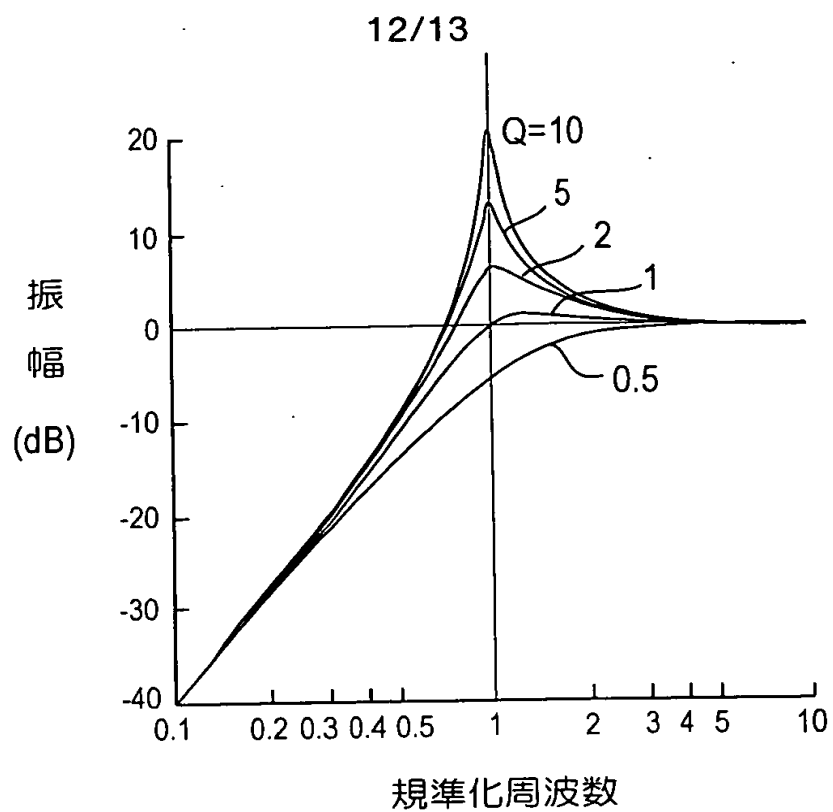


第13図

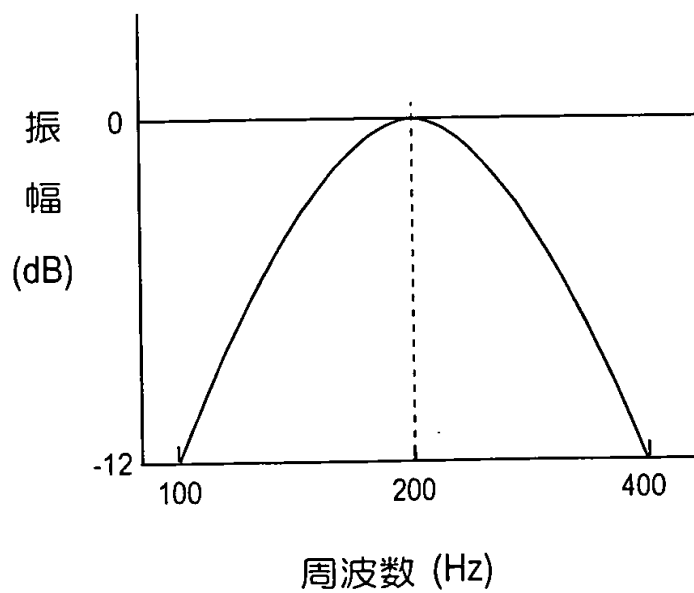


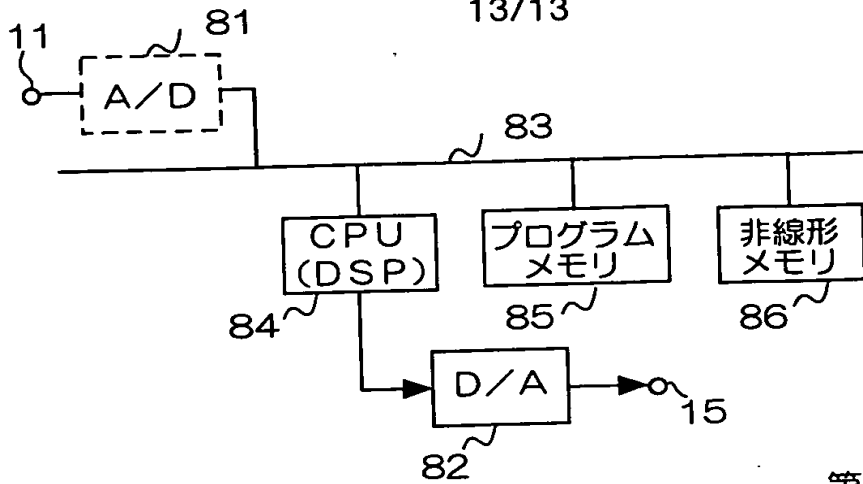
第14図

第15図

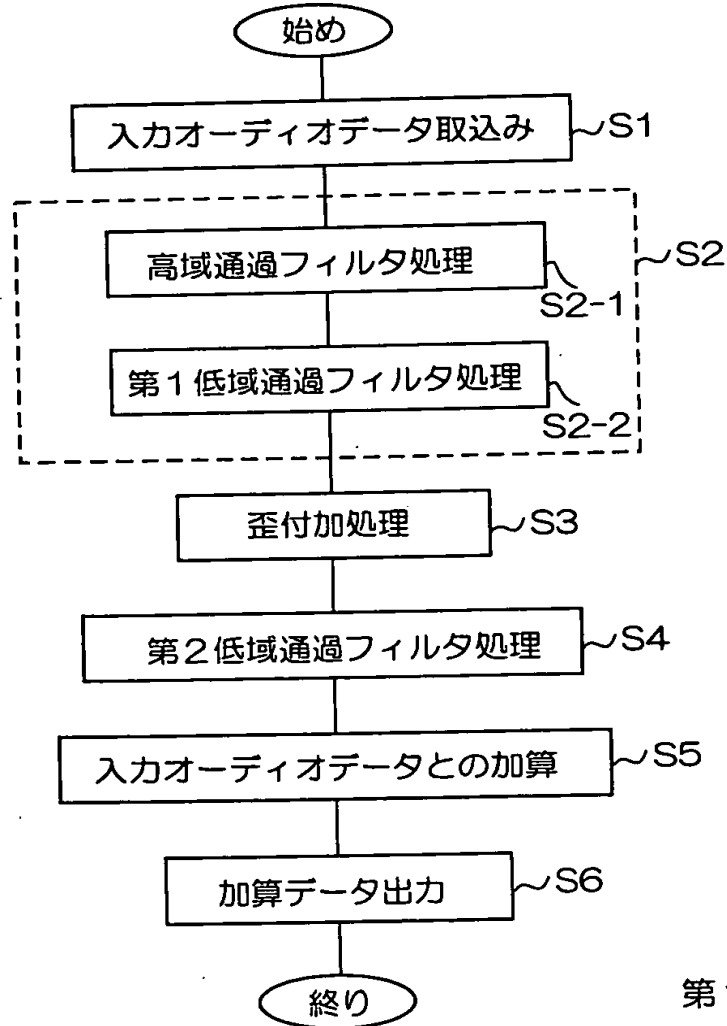


第16図





第17図



第18図